基于循环自相关的 NC-OFDM 信号参数的盲估计 *

王 胜，张天骐，袁 帅

(重庆邮电大学 信号与信息处理重庆市重点实验室, 重庆 400065)

摘 要：在认知无线电(CR)环境中，频率资源不足的问题越来越严重，非连续正交频分复用（NC-OFDM）能够工作在非连续的频谱环境，针对 NC-OFDM 信号的参数估计重要问题，提出用循环自相关的方法。该方法首先分析循环平稳信号特点，然后根据 NC-OFDM 信号的循环自相关在循环频率 α 以及时延 τ 切面图具有离散谱线特征进行参数估计，最后对 NC-OFDM 信号的循环自相关进行数值仿真。仿真结果表明在低信噪比下，能有效估计 NC-OFDM 信号的参数及识别零前缀的正交频分复用信号（ZP-OFDM），且实验证明关闭近 90%的子载波数目，都能够实现 NC-OFDM 信号的参数的盲估计。

关键词：非连续正交频分复用；认知无线电；循环自相关；参数盲估计；零前缀的正交频分复用

中图分类号：TN911.7　　doi: 10.3969/j.issn.1001-3695.2017.11.0749

Parameter blind estimation based on cyclic autocorrelation of NC-OFDM signals

Wang Sheng, Zhang Tianqi, Yuan Shuai

(*Chongqing Key Laboratory of Signal & Information Processing*, *Chongqing University of Posts & Telecommunications*, *Chongqing* 400065, *China*)

Abstract: In the cognitive radio(CR) environment, the problem of insufficient frequency resources gets severe, non-continuous orthogonal frequency division multiplexing (NC-OFDM) can work in the non-continuous spectral environment, this paper proposed cyclic autocorrelation method to deal with the important problem of parameter estimation of NC-OFDM signals. Firstly, analysis the characteristics of cyclostationary of signals. Then according to the cyclic autocorrelation of the NC-OFDM signal, the parameters are estimated with the characteristics of the discrete spectral lines in the cyclic frequency α and the time delay τ cutaway. Finally, this paper simulate the cyclic autocorrelation of the NC-OFDM signals. The simulation results show that the parameters of NC-OFDM signal can be effectively estimated and recognized zero-prefix orthogonal frequency division multiplexing signals(ZP-OFDM) at low signal-to-noise ratio, and the experiments show that close to 90% of the number of subcarriers, can achieve NC-OFDM signals parameter blind estimation.

Key words: non-continuous orthogonal frequency division multiplexing (NC-OFDM); cognitive radio(CR); cyclic autocorrelation; parameter blind estimation; ZP-OFDM

0 引言

近年来，无线通信的迅猛发展，可分配的频谱资源非常匮乏，且根据美国联邦通信委员会(FCC)的研究报告指明，已被分配频段的平均利用效率比较低，在 15%~85%范围之间。针对频谱利用效率不高的问题，CR 提出一种将授权用户占用的子载波传输‘0’数据的信号。NC-OFDM 信号是 CR 物理层主要的数据传输方式，其在 OFDM 信号的基础上将不可用的子载波作置零处理，关闭授权用户占用的子载波，感知用户在剩余的非连续频谱上进行传输信号。NC-OFDM 信号的特点成为 CR 的关键技术。

NC-OFDM 信号不仅包含 OFDM 信号的各项优点，而且相比于 OFDM 信号还具有以下优势：a)NC-OFDM 信号可以灵活利用所有未被占用的频谱资源，从而提高了频谱的利用率；b)NC-OFDM 信号形成利用 FFT 运算降低了计算量；c)在产生 NC-OFDM 信号中，可以“伺意”将被授权用户占用的子载波

收稿日期：2017-11-30；**修回日期：**2018-01-10　**基金项目：**国家自然科学基金资助项目（61671095，61371164，61702065，61701067，61771085）；信号与信息处理重庆市市级重点实验室建设项目（CSTC2009CA2003）；重庆市研究生科研创新项目（CYS17219）；重庆市教育委员会科研项目（KJ130524，KJ1600427，KJ1600429）

作者简介：王胜（1994-），男，江西景德镇人，硕士研究生，主要研究方向为通信信号参数的盲估计（1219784201@qq.com）；张天骐（1971-），男，四川眉山人，教授，博士（后），主要研究方向为语音信号处理、通信信号的调制解调、盲处理、神经网络实现以及 FPGA、VLSI 实现；袁帅（1993-），男，重庆忠县人，硕士研究生，主要研究方向为扩频信号的捕获与跟踪.

进行置零处理形成非连续的信号，不仅可以提高系统的 BER 性能，而且可以减少频谱的发送功率和抑制窄带干扰，此子载波置零处理的好处是在数据传输时，感知用户不会对授权用户形成干扰，实现感知用户与授权用户的在一段连续的频谱上彼此互不干扰抑制；d)之前的无线通信系统必需要工作在一段连续的频谱的局面，被 NC-OFDM 信号通信系统打破了，这为快速发展的今天的高速数据传输业务提供了可能。因此研究分析 NC-OFDM 信号的参数特征在 CR 中具有重要意义。

目前文献对 NC-OFDM 参数估计的文献很少，主要研究集中在 NC-OFDM 信道估计，导频设计，抗干扰或者降低峰均比技术研究等[2-6]。文献[1]利用 OFDM 信号的循环平稳特性，对 OFDM 信号的载波频偏进行参数的盲估计；文献[7]基于 CR 系统中存在许多“0”输入信号这一事实，提出了一种适用于 NC-OFDM 的低功耗 FFT 设计方法；文献[8]提出了一种 NC-OFDM 系统的带内干扰鲁棒同步算法；文献[9]提出一种基于低复杂度的矩阵束方法的 OFDM 信号超分辨率 TOA/AOA 二维定位方法；文献[10]和[11]证明了 OFDM 信号自相关函数为时间 t 的周期函数，并且利用二阶循环平稳性对 OFDM 信号进行了多个参数的盲估计；文献[12]利用循环自相关算法对 OFDM 信号与单载波信号的进行调制识别并提出了一种基于小波分解的单载波信号识别方法；文献[13]针对 NC-OFDM 信统提出了多种群自适应免疫优化子载波分配算法，达到加快收敛速度的同时避免陷入局部最优的目的。本文利用循环自相关算法对 NC-OFDM 信号的符号周期 T_s、有用符号周期 T_u 及循环前缀长度 T_g 多个参数进行盲估计，并实验仿真出 NC-OFDM 信号的循环自相关的三维图以及参数估计的性能图，实验仿真结果表明，在低信噪比条件下，能有效实现对 NC-OFDM 信号多个参数的盲估计。

1　NC-OFDM 信号模型

NC-OFDM 是 OFDM 的一种特殊形式，是基于 CR 的 OFDM。NC-OFDM 信号能够非常灵活的利用频谱资源，只利用未被授权用户占用的子载波进行数据传输，通过将被占用的子载波关闭，具体实验是将被占用的子载波作置零处理，形成子载波非连续的 OFDM[13]。

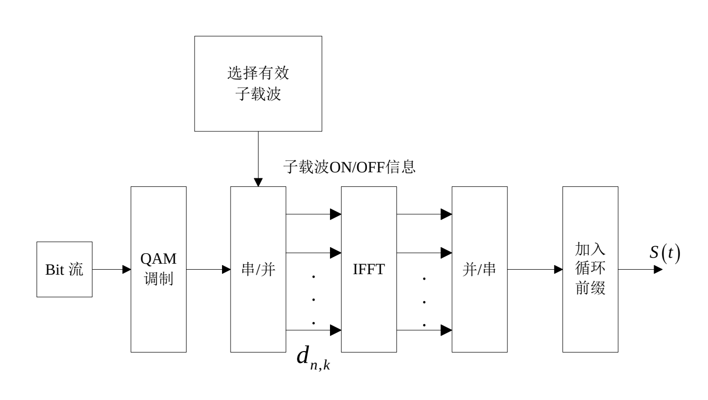


图 1　NC-OFDM 信号的发射端原理

由图 1 可知 NC-OFDM 基带信号的表达式

$$s(t)=\sum_k\sum_{n=0}^{N-1}d_{n,k}p(t-kT_s)\cdot e^{j2\pi n\Delta f(t-kT_s)}\ ,n\neq\tilde{K}\qquad(1)$$

设 $i\in\{1,2,\ldots N-1\}$ 且若第 i 个子载波为被授权用户占用的，则式(1)中 $\tilde{K}$ 为所有 i 的取值集合，即表示被授权用户占用的子载波下标的集合；N 为子载波数目；$p(t)$ 为成型脉冲且其宽度为一个符号周期；$T_s=T_u+T_g$ 为 NC-OFDM 的数据符号周期，其中 T_u 为有用数据符号时间，T_g 为循环前缀时间间隔或保护时间间隔；Δf 为子载波频率间隔，且 $\Delta f=1/T_u$；调制方式采用 QAM 调制，$d_{n,k}$ 表示第 n 个子载波上的第 k 个调制符号，且 $d_{n,k}$ 相互独立同分布，均值为 0，方差为 σ_d^2，是非周期的齐次马尔科夫链，因此有此特点：$E(d_{n,k})=0$，$E(d_{n,k}^*)=0$，$E(d_{n,k}d_{m,l})=0$，$E(d_{n,k}d^*_{m,l})=\sigma_c^2\delta[n-m]\delta[k-l]$，$\delta$ 为克罗内克函数[10]。

2　循环平稳信号分析

复信号 $x(t)$ 的自相关函数为

$$R_x(t,\tau)=E\left[x\left(t+\tau/2\right)x^*\left(t-\tau/2\right)\right]\qquad(2)$$

若 $R_x(t,\tau)=R_x(t+T,\tau)$ 成立，则 $x(t)$ 的自相关函数是时间 t 的周期函数且其周期为 T，称 $x(t)$ 是二阶循环平稳信号[10]（E 表示求期望，$*$ 表示取共轭，τ 表示时延）。所以能将 $x(t)$ 的自相关函数展开成傅里叶级数：

$$R_x(t,\tau)=\sum_\alpha R_x^\alpha(\tau)e^{j2\pi\alpha t}\qquad(3)$$

$$R_x^\alpha(\tau)=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2}R_x(t,\tau)e^{-j2\pi\alpha t}dt\qquad(4)$$

其中：$R_x^\alpha(\tau)$ 即为 $x(t)$ 的循环自相关函数。式(3)中 α 为循环频率，当 $\alpha=0$ 时 $R_x^0(\tau)$ 即是传统的自相关函数。本文是利用循环自相关算法对 NC-OFDM 信号进行多个参数的盲估计以及识别 ZP-OFDM 信号。

3　NC-OFDM 信号循环自相关分析

NC-OFDM 基带信号表达式为

$$s(t)=\sum_k\sum_{n=0}^{N-1}d_{n,k}p(t-kT_s)e^{j2\pi n\Delta f(t-kT_s)}\ ,n\neq\tilde{K}\qquad(5)$$

复基带信号表达式为

$$r(t)=s(t-t_0)e^{j2\pi f_0 t}+n(t)\qquad(6)$$

式(6)中：t_0 为初始时延；f_0 为频偏；$n(t)$ 为平稳噪声且与 $s(t)$ 相互独立。可得其自相关函数：

$$R_r(t,\tau)=E[r(t)r^*(t-\tau)]\qquad(7)$$

将式(6)代入式(7)中得

$$\begin{aligned}R_r(t,\tau)=&\sum_{k,l}\sum_{n,m=0}^{N-1}E\left\{d_{n,k}d^*_{m,l}\right\}p(t-t_0-kT_s)\cdot\\&p^*(t-t_0-lT_s-\tau)\exp\left\{j2\pi\left[(n\Delta f+f_0)\cdot\right.\right.\\&\left.\left.(t-t_0-kT_s)\right]\right\}\exp\left\{-j2\pi\left[(m\Delta f+f_0)\cdot\right.\right.\\&\left.\left.(t-t_0-lT_s-\tau)\right]\right\}+R_n(\tau),n\neq\tilde{K}\ \&\ m\neq\tilde{K}\end{aligned}\qquad(8)$$

式(8)中 $R_n(\tau)=E\left[n(t)n^*(t-\tau)\right]$；由于 $n(t)$ 是平稳随机过程，即 $R_n(\tau)$ 与时间变量 t 无关，只和时延 τ 有关。由 $E\{d_{n,k}d^*_{m,l}\}=\sigma_d^2\delta[n-m]\delta[k-l]$，所以式(8)可写为

$$R_r(t,\tau)=\sigma_d^2\sum_k\sum_{n=0}^{N-1}p(t-t_0-kT_s)\cdot p^*(t-t_0-kT_s-\tau)e^{j2\pi(n\Delta f+f_0)\tau}+R_n(\tau),n\neq\tilde{K} \tag{9}$$

对式(9)整理为下式

$$R_r(t,\tau)=\sigma_d^2e^{j2\pi f_0\tau}\sum_{n=0}^{N-1}e^{j2\pi\tau n\Delta f}\sum_k p(t-t_0-kT_s)\cdot p^*(t-t_0-kT_s-\tau)+R_n(\tau),n\neq\tilde{K} \tag{10}$$

由式（10）可推得

$$R_r(t+T_s,\tau)=\sigma_d^2e^{j2\pi f_0\tau}\sum_{n=0}^{N-1}e^{j2\pi\tau n\Delta f}\sum_k p(t-t_0-kT_s+T_s)p^*(t-t_0-kT_s-\tau+T_s)+R_n(\tau),n\neq\tilde{K} \tag{11}$$

令

$$\Phi_N(\tau)=\sum_{n=0}^{N-1}e^{j2\pi\tau n\Delta f} \tag{12}$$

经比较式(10)与(11)式可知

$$R_r(t,\tau)=R_r(t+T_s,\tau) \tag{13}$$

可知 $r(t)$ 的自相关函数是时间 t 的周期函数且周期为 T_s，在此还不能证明 $r(t)$ 是二阶循环平稳信号，还需分析式 $\Phi_N(\tau)$ 的性质。由其表达式可知，当 τ 为 T_u 整数倍时，其值不为零。由 $p(t)$ 是成型脉冲，根据其特点，当 $0\le|\tau|\le T_s$ 时，当且仅当 τ 取 $0,\pm T_u$ 时，使 $R_r(t,\tau)$ 值不为零。

在 NC-OFDM 信号无循环前缀情况下，有 $T_s=T_u$，可知在确定的 τ 值情况下 $R_r(t,\tau)$ 值不随 t 改变；在 NC-OFDM 信号有循环前缀情况下，有 $T_s>T_u$ 且 $T_s=T_u+T_g$，可知在确定的 τ 值情况下 $R_r(t,\tau)$ 值随着 t 的改变而改变，且其周期为 T_s。这就证明了带有循环前缀的 NC-OFDM 是二阶循环平稳信号。

由循环自相关的定义可得

$$\begin{aligned}R_r^\alpha(\tau)&=\frac{1}{T_s}\int_0^{T_s}R_r(t,\tau)e^{-j2\pi\alpha t}dt\\&=\frac{\sigma_d^2}{T_s}\Phi_N(\tau)e^{j2\pi f_0\tau}\int_0^{T_s}\sum_k p(t-t_0-kT_s+T_s)\cdot p^*(t-t_0-kT_s-\tau+T_s)dt+R_n^\alpha(\tau),n\neq\tilde{K}\end{aligned} \tag{14}$$

式(14)中 $\alpha=m/T_s$，当 α 取其他值时，$R_r^\alpha(\tau)$ 为零。上式的 $R_n^\alpha(\tau)$ 仅当 $\alpha=0,\tau=0$ 时有值。先忽略噪声 $n(t)$ 的影响，令 $\tilde{t}=t-t_0-kT_s$，可得

$$R_r^\alpha(\tau)=\frac{\sigma_d^2}{T_s}\Phi_N(\tau)e^{j2\pi f_0\tau}e^{-j2\pi\alpha t_0}R_p^\alpha(\tau),n\neq\tilde{K} \tag{15}$$

对式(15)进行取模得

$$\left|R_r^\alpha(\tau)\right|=\frac{\sigma_d^2}{T_s}\Phi_N(\tau)\left|R_p^\alpha(\tau)\right|,n\neq\tilde{K} \tag{16}$$

式(16)中

$$R_p^\alpha(\tau)=\int_{-\infty}^{\infty}p(\tilde{t})p(\tilde{t}-\tau)e^{-j2\pi\alpha\tilde{t}}d\tilde{t} \tag{17}$$

由于关闭子载波对式(17)的计算没有影响，只会影响 $\Phi_N(\tau)$ 的值，且 $p(t)$ 是矩形脉冲，即当 $0\le t\le T$ 时，$p(t)=1$，根据定义

$$\left|R_p^\alpha(\tau)\right|=\begin{cases}\left|\dfrac{\sin\left[\pi\alpha\left(T_s-|\tau|\right)\right]}{\pi\alpha}\right|, & (|\tau|\le T_s)\\0, & (\tau>T_s)\end{cases} \tag{18}$$

且式(18)在 $\tau=0,\alpha=0$ 时，表达式取得最大值。

在对 $R_r(t,\tau)$ 进行傅里叶变换得到 NC-OFDM 的循环自相关函数且具有离散的谱线，谱线出现在 $\alpha=m/T_s$ 处，当 $m=1$ 时，α 为基准循环频率；而 ZP-OFDM 信号不具有离散的谱线。由此特征可知，能利用循环自相关进行 OFDM 信号有无循环前缀的识别，并进行了数值实验仿真验证。

综上所述，NC-OFDM 信号参数估计算法步骤如下：

a）首先通过观察产生循环自相关三维结构图和切面图进行参数估计；

b）其次分析 $\tau=T_u$ 切面图，先搜索谱峰最大值位置对应的坐标值 α_1，接着搜索谱峰次大值对应的坐标值 α_2，利用 $1/(\alpha_2-\alpha_1)$ 估计得到参数 T_s。

c）再估计到参数 T_s 的基础上，接着分析 $\alpha=0$ 切面图，先搜索谱峰最大值位置对应的坐标值 τ_1，在搜索 T_u 附近的谱峰最大值位置对应的坐标值 τ_2，利用 $\tau_2-\tau_1$ 即可估计参数 T_u。

d）最后由估计得到的参数 T_u 和参数 T_s 可估计 T_g。即利用 $T_g=T_s-T_u$ 计算可得。

4　数值仿真结果分析

采用 IEEE802.11a 标准进行仿真参数设置，其中，子载波数为 $N=80$，循环前缀长度为 $N/4$。信号带宽 20MHz，采样频率 20MHz，即采样为 1 bit/chip，发送的信息经历瑞利衰落信道($K=0.01$)，多径总数为 5 路，信噪比 $SNR=0dB$。子载波调制方式采用 64QAM，通过 IFFT 变换，产生 100 个 OFDM 符号。

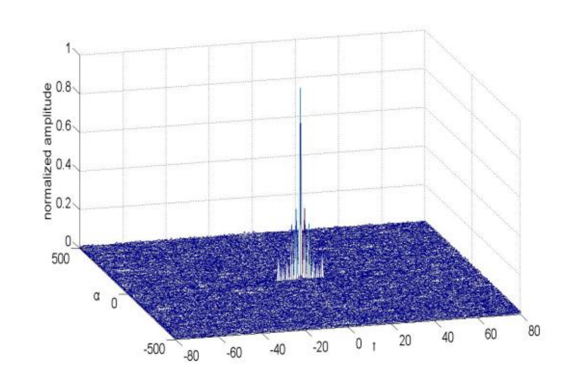


图 2　ZP-OFDM 信号的循环自相关

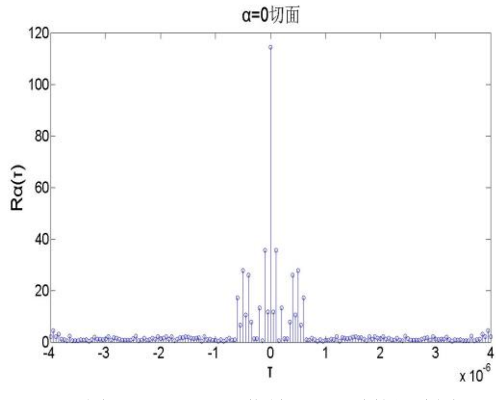


图 3 ZP-OFDM 信号 $\alpha=0$ 时的切片图

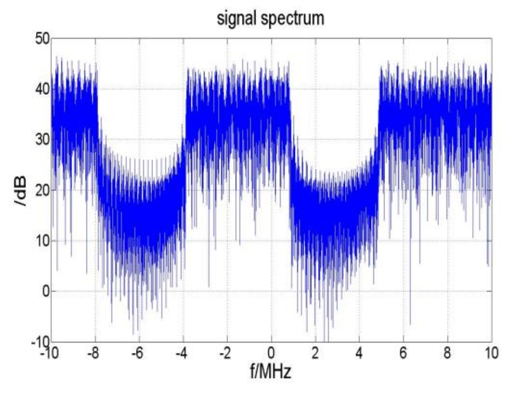


图 4 NC-OFDM 信号的频谱

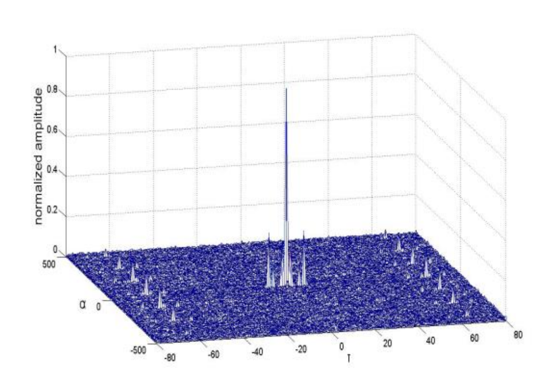


图 5 NC-OFDM 信号的循环自相关

图 2 表示 ZP-OFDM 信号的循环自相关三维图，图 3 表示 ZP-OFDM 信号循环自相关 $\alpha=0$ 的切片图，图 4 表示 NC-OFDM 信号的频谱图，图 5 表示 NC-OFDM 信号的循环自相关三维图。经比较 $\alpha=0$ 切片图，NC-OFDM 信号的循环自相关在 $\tau=0,\pm T_u$ 时出现峰值，而 ZP-OFDM 信号在 $\tau=\pm T_u$ 处不会出现峰值，即循环自相关算法可作为一种识别方法来区分 NC-OFDM 信号和 ZP-OFDM 信号。

图 6 表示 $\tau=T_u$ 的切片图，从切片图中可看出谱线出现在 $\alpha=m/T_s$ 的位置上，通过上述步骤 b 方法估计得到参数 T_s 。图 7 为 NC-OFDM 信号循环自相关三维图的 $\alpha=0$ 的切片图，从切片图中可以看出信号的能量主要集中在 $\tau=0,\pm T_u$ 的位置。最大值出现在 $\tau=0$ 处（噪声的能量也在该点上）， 这与理论分析结果相符合，且由于有 20 个子载波用作保护间隔，使得 $\tau=0$ 附近出现一些小的谱线。通过上述步骤 c 方法检测这 3 个尖峰间的距离可得到有用的数据周期 T_u 。利用 $T_g=T_s-T_u$ 可以估计到 T_g 。

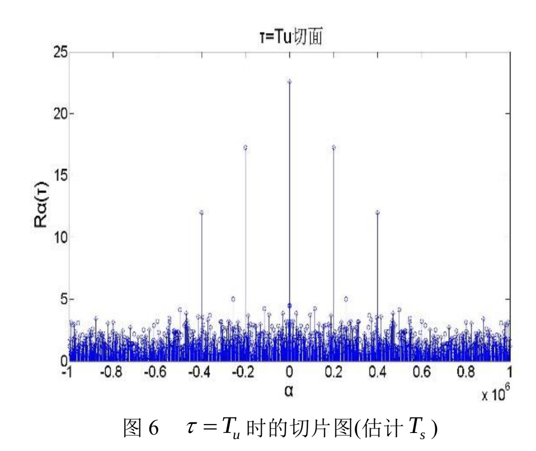


图 6 $\tau=T_u$ 时的切片图(估计 T_s)

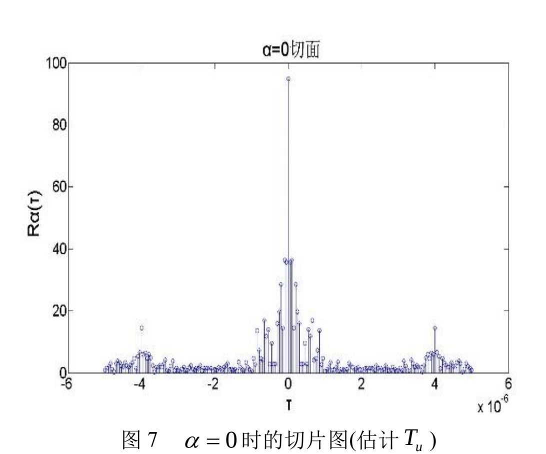


图 7 $\alpha=0$ 时的切片图(估计 T_u)

从图 6 和 7 可知 $T_u=4\mu s$， $T_s=5\mu s$ 。由采样频率 20MHZ 可知，子载波时间间隔 $T_c=0.05\mu s$，用 T_u 除以 T_c 可得子载波数为 80，易知相关参数结果符合 IEEE802.11a 标准。

图 8 为 NC-OFDM 信号关闭 90%子载波信号的频谱图，图 9 为其循环自相关三维图，图 10 表示 $\tau=T_u$ 的切片图，从切片图中可看出谱线出现在 $\alpha=m/T_s$ 的位置上，通过上述步骤 b 方法估计得到参数 T_s 。

图 11 为关闭 90%子载波时 NC-OFDM 信号循环自相关的 $\alpha=0$ 切片图。通过上述步骤 c 方法即可得到有用的数据周期 T_u， 利用 $T_g=T_s-T_u$ 可以估计到 T_g 。

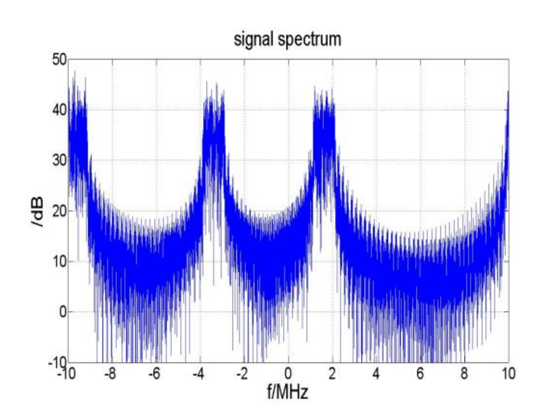


图 8 关闭 90%的子载波的 NC-OFDM 频谱

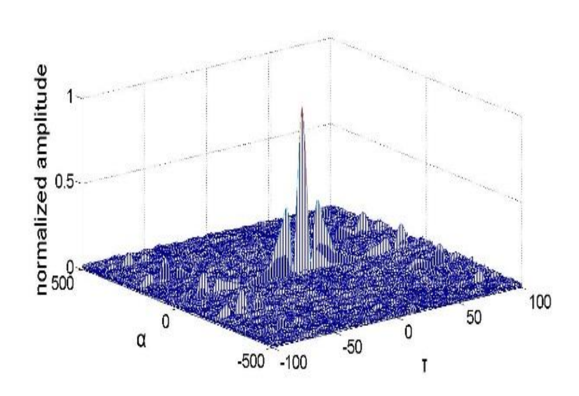


图 9　关闭 90%子载波的 NC-OFDM 循环自相关

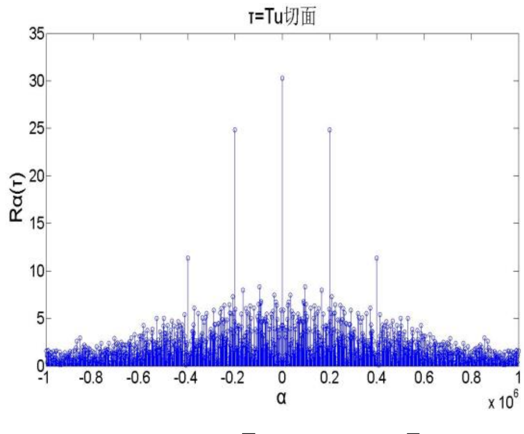


图 10　$\tau = T_u$ 的切片图(估计 T_s)

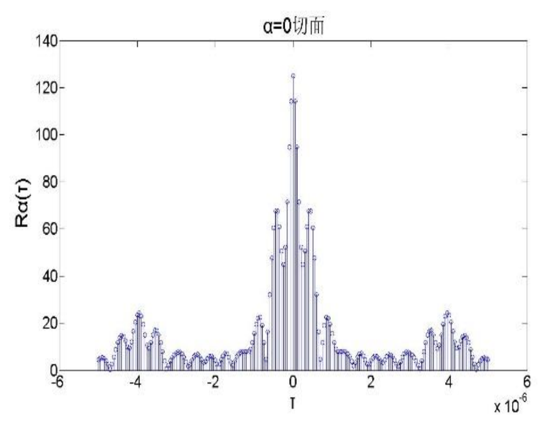


图 11　$\alpha = 0$ 时的切片图(估计 T_u)

从图 10 和图 11 可知 $T_u = 4\mu s$， $T_s = 5\mu s$ 。由采样频率 20MHZ 可知，子载波时间间隔 $T_c = 0.05\mu s$ ，用 T_u 除以 T_c 可得子载波数为 80，易知相关参数结果符合 IEEE802.11a 标准。

图 12 为关闭超过 90%的子载波的 NC-OFDM 频谱图，图 13 为对应的 NC-OFDM 信号的循环自相关三维图，仿真结果表明，在关闭子载波数目超过 90%时，循环自相关算法不能有效的对 NC-OFDM 信号进行参数的盲估计。

综上所述，随着关闭的子载波数目的增加，通过观察 NC-OFDM 信号的循环自相关三维图及切片图分析，利用本文算法进行 NC-OFDM 信号的多个参数的盲估计，发现在关闭子载波数目的 90%以内时，都能够有效的进行多个参数的盲估计。

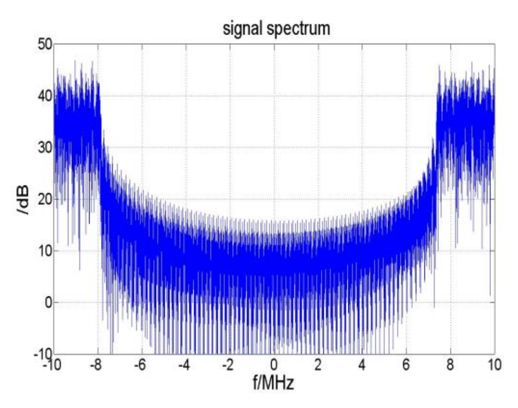


图 12　关闭超过 90%的子载波的 NC-OFDM 频谱

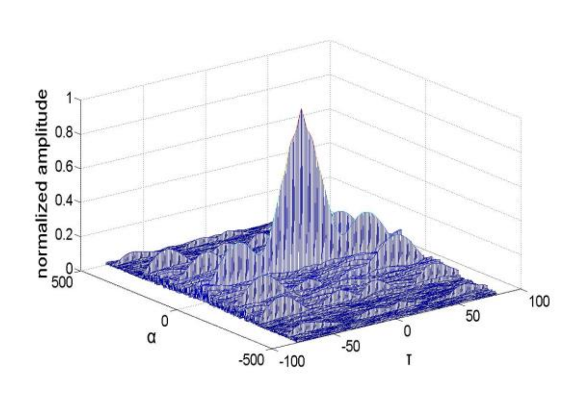


图 13　关闭超过 90%子载波的 NC-OFDM 循环自相关

5　参数估计性能仿真

图 14 是本文 NC-OFDM 信号的 T_u 和 T_s 参数估计的性能曲线，即参数估计的绝对误差随信噪比关系的性能曲线。由性能曲线可知，在低信噪比情况下，本文算法对 NC-OFDM 信号的 T_u 和 T_s 能进行有效估计，并且发现估计 T_u 的性能曲线好于估计 T_s 的性能曲线，原因在于估计 T_s 时，是对 NC-OFDM 信号自相关函数做了一次傅里叶变换，其估计性能与傅里叶变换的点数有关，且估计性能与变换点数成正比。

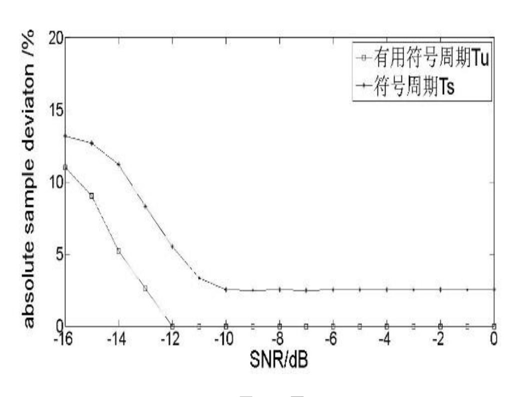


图 14　估计 T_u 和 T_s 的性能曲线

6　结束语

NC-OFDM 是 CR 的主要数据传输方式，本文针对非连续正交频分复用（NC-OFDM）信号的多个参数的盲估计及与 ZP-

OFDM 信号的盲识别，提出了基于循环自相关的算法。从仿真结果分析可知在关闭 90%以内子载波的 NC-OFDM 信号，利用循环自相关方法均可实现其多个参数的盲估计，包括 T_s 、T_u 及 T_g 。最后从参数估计性能曲线图可知，能在低信噪比下对 T_s 、T_u 进行有效估计。

参考文献：

[1] Bolcskei H. Blind estimation of symbol timing and carrier frequency offset in wireless OFDM systems [J]. IEEE Trans on Communications, 2001, 49 (6): 998-999.

[2] 代光发，王勤王，高峰，et al. NC-OFDM 系统旁瓣抑制中的可变干扰抵消基函数设计 [J]. 电子学报, 2016, 44 (5): 1156-1161.

[3] 何雪云，宋荣芳，周克琴. 认知无线电 NC-OFDM 系统中基于压缩感知的信道估计新方法 [J]. 通信学报, 2011, 32 (11): 85-94.

[4] 韩英华，汪晋宽，赵强. 基于交叉熵的 NC-OFDM 系统最优导频序列设计算法 [J]. 中国科技论文, 2015, 10 (2): 134-138.

[5] 孙慧，杨守义，穆晓敏. NC-OFDM 系统导频设计的离散粒子群算法 [J]. 电子技术应用, 2014, 40 (7): 99-102.

[6] 周东旭，贾月岭，郭建新. NC-OFDM 中改进的子载波预留 PAPR 抑制算法 [J]. 计算机工程, 2015, 41 (10): 10-13+19.

[7] Jang I G, Piao Z Y, Dong Z H, *et al.* Low-Power FFT Design for NC-OFDM in Cognitive Radio Systems [C]// Proc of IEEE International Symposium of Circuits and Systems. 2011: 2499-2452.

[8] Kryszkiewicz P, Bogucka H. In-band-interference robust synchronization algorithm for an NC-OFDM system [J]. IEEE Trans on Communications, 2016, 64 (5): 2143-2154.

[9] 陈奎，黄为勇，田传耕. 基于 Matrix Pencil 的 OFDM 信号的 TOA//AOA 定位 [J]. 计算机应用研究, 2013, 30 (2): 534-536+540.

[10] 蒋清平，杨士中，张天骐. OFDM 信号循环谱分析及参数估计 [J]. 计算机应用研究, 2010, 27 (3): 1133-1135.

[11] 蒋清平，杨士中，张天骐. OFDM 信号循环自相关分析及参数估计 [J]. 华中科技大学学报：自然科学报, 2010, 38 (2): 118-121.

[12] 王玉娥，张天骐，白娟，等. 基于循环自相关的 0FDM 调制识别方法 [J]. 电视技术, 2012, 36 (5): 44-48.

[13] 郑航，郭建新，周东旭. NC-OFDM 多种群自适应免疫优化子载波分配算法 [J]. 空军工程大学学报：自然科学版, 2015, 16 (3): 77-81.